

PATENT ABSTRACTS OF JAPAN

(11)Publication number : 2003-142959

(43)Date of publication of application : 16.05.2003

(51)Int.Cl.

H03F 3/24

H03F 1/32

H04B 1/04

(21)Application number : 2001-334577

(71)Applicant : FUJITSU LTD

(22)Date of filing : 31.10.2001

(72)Inventor : OIDE TAKAYOSHI

OISHI YASUYUKI

KUBO NORIO

HASE KAZUO

ISHIKAWA HIROYOSHI

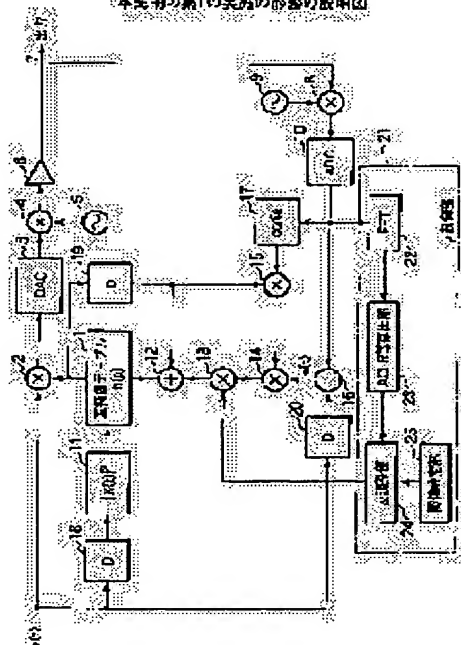
(54) DEVICE AND METHOD FOR DISTORTION COMPENSATION

(57)Abstract:

PROBLEM TO BE SOLVED: To make convergence fast and to stabilize it after conversion by adaptively controlling a step-size parameter of distortion compensation.

SOLUTION: The device and method for distortion compensation which feeds part of the amplification output signal of a power amplifier 6 amplifying a transmit signal $X(t)$ back through a directional coupler 7, etc., reads out of a distortion compensation table 1 a distortion compensation signal corresponding to a signal calculated on the basis of an error signal $e(t)$ of a difference from the transmit signal, the distortion compensation signal from the distortion compensation table 1, and the step-size parameter μ and the electric power of the transmit signal by an electric power calculation part 11, etc., multiplies it by the transmit signal through a multiplier 2, and inputs the resulting signal to the power amplifier 6 are equipped with a μ control part 21 including a fast Fourier transformation part 22 which finds the spectrum of the amplification output signal, an ACLR calculation part 23 which calculates ACLR (adjacent channel leakage power ratio) based on the calculated spectrum, and a μ adjustment part 24 which switches the step-size parameter μ by comparing the calculated ACLR with a threshold from a threshold setting part 25.

本発明の第1の実施の形態の説明図



LEGAL STATUS

[Date of request for examination]

27.09.2004

[Date of sending the examiner's decision of rejection]

[Kind of final disposal of application other than the examiner's decision of rejection or application converted registration]

THIS PAGE BLANK (USPTO)

[Date of final disposal for application]

[Patent number]

[Date of registration]

[Number of appeal against examiner's decision
of rejection]

[Date of requesting appeal against examiner's
decision of rejection]

[Date of extinction of right]

Copyright (C) 1998,2003 Japan Patent Office

THIS PAGE BLANK (USPTO)

(11)特許出願公開番号

特開2003-142959

(P2003-142959A)

(43)公開日 平成15年5月16日(2003.5.16)

(51) Int.Cl. ⁷	識別記号	F I	データベース(参考)
H 0 3 F 3/24		H 0 3 F 3/24	5 J 0 9 0
1/32		1/32	5 J 0 9 1
H 0 4 B 1/04		H 0 4 B 1/04	R 5 J 5 0 0
			5 K 0 6 0

審査請求 未請求 請求項の数 5 O.L (全 16 頁)

(21)出願番号	特願2001-334577(P2001-334577)	(71)出願人	000005223 富士通株式会社 神奈川県川崎市中原区上小田中4丁目1番1号
(22)出願日	平成13年10月31日(2001.10.31)	(72)発明者	大出 高義 神奈川県川崎市中原区上小田中4丁目1番1号 富士通株式会社内
		(72)発明者	大石 泰之 神奈川県川崎市中原区上小田中4丁目1番1号 富士通株式会社内
		(74)代理人	100105337 弁理士 眞鍋 遼 (外3名)

[最終頁に続く](#)

(54) 【発明の名称】 歪補償装置及び歪補償方法

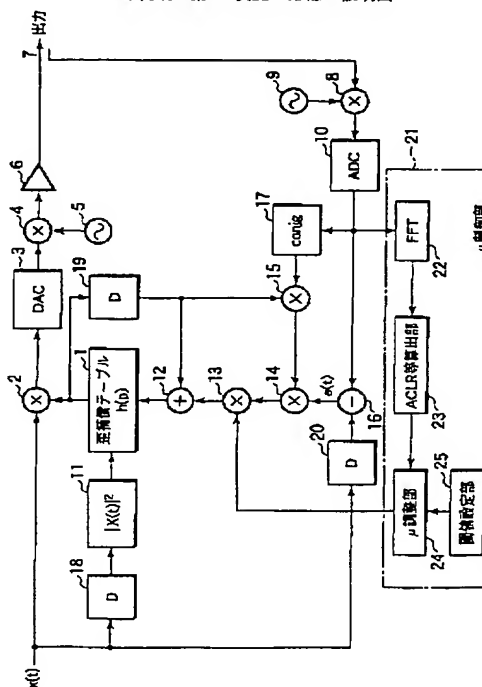
(57) 【要約】

【課題】 歪補償のステップサイズパラメータを適応的に制御して、収束の高速化と、収束後の安定化とを図る。

【解決手段】 送信信号 $x(t)$ を増幅する電力増幅器 6 の増幅出力信号の一部を方向性結合器 7 等を介して帰還し、送信信号との差の誤差信号 $e(t)$ と歪補償テーブル 1 からの歪補償信号とステップサイズパラメータ μ とを基に算出した信号と、電力算出部 11 等による送信信号の電力とに対応した歪補償信号を歪補償テーブル 1 から読出して、乗算器 2 により送信信号に乗算して、電力増幅器 6 に入力する歪補償装置及び歪補償方法であって、増幅出力信号のスペクトラムを求める高速フーリエ変換部 22 と、算出したスペクトラムを基に A C L R

(隣接チャネル漏洩電力比)を算出する A C L R 等算出部 23 と、算出された A C L R と閾値設定部 25 からの閾値とを比較して、ステップサイズパラメータ μ を切替える μ 調整部 24 とを含む μ 制御部 21 を備えて、歪補償制御を行う。

本発明の第1の実施の形態の説明図



【特許請求の範囲】

【請求項1】 送信信号を増幅する電力増幅器の増幅出力信号の一部を帰還して、前記送信信号との差の誤差信号と歪補償テーブルからの歪補償信号とステップサイズパラメータとを基に算出した信号と、前記送信信号の電力とに対応した歪補償信号を前記歪補償テーブルから読出して、前記送信信号に乗算して、前記電力増幅器に入力する歪補償装置に於いて、

前記増幅出力信号のスペクトラムを求める高速フーリエ変換部と、前記スペクトラムを基に隣接チャネル漏洩電力比を算出する漏洩電力比算出部と、算出された前記隣接チャネル漏洩電力比と閾値とを比較して前記ステップサイズパラメータを切替える調整部とを含むステップサイズパラメータ制御部を備えたことを特徴とする歪補償装置。

【請求項2】 前記ステップパラメータ制御部は、前記隣接チャネル漏洩電力比に対応した閾値を出力する閾値生成部を有し、前記調整部は、前記閾値生成部からの前記閾値と前記隣接チャネル漏洩電力比とを比較して、前記閾値に対応した前記ステップサイズを選択出力する構成を有することを特徴とする請求項1記載の歪補償装置。

【請求項3】 前記ステップサイズパラメータ制御部は、前記高速フーリエ変換部に於けるデータ数を、前記隣接チャネル漏洩電力比の値が大きい時に小さくするように制御するデータ数制御部を備えたことを特徴とする請求項1又は2記載の歪補償装置。

【請求項4】 送信信号を増幅する電力増幅器の増幅出力信号の一部を帰還して、前記送信信号との差の誤差信号と歪補償テーブルからの歪補償信号とステップサイズパラメータとを基に算出した信号と、前記送信信号の電力とに対応した歪補償信号を前記歪補償テーブルから読出して、前記送信信号に乗算して、前記電力増幅器に入力する歪補償方法に於いて、前記増幅出力信号のスペクトラムを求め、該スペクトラムを基に隣接チャネル漏洩電力比を算出し、該隣接チャネル漏洩電力比と閾値とを比較し、該隣接チャネル漏洩電力比が閾値より小さくなった時に前記ステップサイズパラメータを小さい値に切替える過程を含むことを特徴とする歪補償方法。

【請求項5】 前記閾値を前記隣接チャネル漏洩電力比の値に対応して連続的又はステップ状に変更して、前記隣接チャネル漏洩電力比と比較して、前記ステップサイズパラメータの切替えを行う過程を含むことを特徴とする請求項4記載の歪補償方法。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】本発明は、無線基地局等に於ける送信信号を増幅する電力増幅器の歪を、隣接チャネル漏洩電力比が小さくなるように制御して補償する歪補

償装置及び歪補償方法に関する。

【0002】

【従来の技術】W-CDMA (Wideband Code Division Multiple Access) やPDC (Personal Digital Cellular) 等を適用した移動通信システムに於いては、無線基地局の送信電力は例えば10mW程度から20W程度の範囲に制御することが必要となる。このような制御手段としては、インナーループ方式、オープンループ方式、クローズドループ方式等により、所望の送信電力となるように電力増幅器を制御する送信電力制御(TPC)が行われている。

【0003】送信信号を増幅する電力増幅器は、増幅歪を少なくする為に、線形領域で使うことが望ましいが、電力負荷効率が数%程度の低いものとなり、送信電力に対する消費電力が大きくなる。この電力負荷効率は、入力電力に対して、その入力電力と出力電力との差の割合を示すものである。例えば、図19は、出力電力[dBm]と電力負荷効率[%]と入力電力[dBm]との関係の一例を示すもので、横軸を入力電力[dBm]、左側の縦軸を出力電力[dBm]、右側の縦軸を電力負荷効率[%]とした出力電力と電力負荷効率との関係の傾向を示すものである。即ち、出力電力特性の線形領域のみを用いると、電力負荷効率は非常に低い値となることが判る。そこで、非線形領域に於いても使用できるようにして、電力負荷効率の向上を図るように制御する手段が採用されている。

【0004】電力増幅器を単純に非線形領域で動作させると増幅歪が大きくなり、隣接チャネルに対する漏洩電力が大きくなる。それによって、隣接チャネルに対して妨害を与える問題が生じる。そこで、線形領域の広い特性の電力増幅器を用いることが考えられるが、必要な能力以上の電力増幅器を用意する必要があり、経済的な問題が生じる。その為に、電力増幅器の歪を補償するリニアライザ(歪補償装置)を用いた構成が実用化されている。

【0005】例えば、図20に示すように、歪補償を行わない場合は、実線曲線で示す送信電力特性となり、1点鎖線と2点鎖線との間の隣接チャネルに対する漏洩電力が大きくなる。しかし、歪補償を行うことにより、点線曲線で示すように、隣接チャネルに対する漏洩電力を低減することができる。

【0006】この場合、送信チャネルの送信電力と、隣接チャネルに漏洩する電力との比ACLR (Adjacent Channel Leakage Power Ratio) は、図20の1点鎖線間の送信チャネルの電力を表すスペクトラムの面積と、1点鎖線と2点鎖線との間の隣接チャネルの漏洩電力を表すスペクトラムの面積との比となる。この漏洩電力は、隣接チャネルに対する雑音成分となるものであるから、周波数帯域の有

効利用を図る為に厳しく規定されている。なお、ACLRは、通常に使用されているACPR (Adjacent Channel Power Ratio) と同じ意味のものである。

【0007】又送信チャンネルに隣接するチャンネルと更にその隣のチャンネルに漏洩する電力についても厳しく規定されている。例えば、図21に示す送信帯域の送信電力を P_1 とし、周波数の高い方の隣接チャンネルの漏洩電力を PH_1 、その次の隣接チャンネルの漏洩電力を PH_2 とし、周波数の低い方の隣接チャンネルの漏洩電力を PL_1 、その次の隣接チャンネルの漏洩電力を PL_2 とする、隣接チャンネル漏洩電力比ACLR1及び次隣接チャンネル漏洩電力比ACLR2は、

$$ACLR1 = PH1 \text{ (又は } PL1) / P1$$

$$ACLR2 = PH2 \text{ (又は } PL2) / P1$$

により求めることができる。この場合、ACLR1は、 PH_1 と PL_1 との平均値を P_1 の分子とすることも可能である。同様に、ACLR2については、 PH_2 と PL_2 との平均値を P_1 の分子とすることも可能である。以下の説明に於いて特に必要とする以外は、ACLRとして説明する。

【0008】図22は電力増幅器の歪補償を行う為のリニアライザ(歪補償装置)の基本構成説明図であり、110はプリディストーション部を構成する乗算器、111は適応歪補償制御部、112は減算器、113は電力増幅器を示す。又 $f(p)$ は電力増幅器113の歪関数を示す。なお、電力増幅器113の増幅出力信号の一部を分岐する為の方向性結合器や検波器等は図示を省略している。

【0009】適応歪補償制御部111は、送信信号 $x(t)$ と増幅出力信号との差分 $e(t)$ を入力して、この差分 $e(t)$ が零となる方向で且つ送信信号 $x(t)$ の振幅又は電力に対応した歪補償信号を乗算器110に入力する。それによって、電力増幅器113の増幅出力信号に歪成分が生じないように、送信信号 $x(t)$ に逆方向の歪、即ち、プリディストーションを与えるものである。

$$h_n(p) = h_{n-1}(p) + \mu \cdot e(t) \cdot u^*(t) \quad \dots (1)$$

$$e(t) = x(t) - y(t) \quad \dots (2)$$

$$u(t) = x(t) \cdot f(p) = h_{n-1}^*(p) \cdot y(t) \quad \dots (3)$$

$$h_{n-1}(p) \cdot h_{n-1}^*(p) = 1 \quad \dots (4)$$

$$y(t) = h_{n-1}(p) \cdot x(t) \cdot f(p) \quad \dots (5)$$

$$p = |x(t)|^2 \quad \dots (6)$$

従って、歪補償テーブル131を更新する歪補償係数 $h_n(p)$ は、

$$h_n(p) = \mu \cdot y^*(t) \cdot h_{n-1}^*(p) \cdot e(t) + h_{n-1}(p)$$

となる。

【0014】この場合、 $y^*(t) \cdot h_{n-1}^*(p) = u^*(t)$ とすると、(1)式となる。又電力算出部1

【0010】又図23に示すリニアライザは、乗算器120と、歪補償信号メモリ121と、歪補償信号生成部122と、電力増幅器123と、減算器124とを含む構成を有し、図22に示す基本構成と同様に、乗算器120により送信信号 $x(t)$ に、電力増幅器123の歪関数 $f(p)$ に対応したプリディストーションを与えるものである。又歪補償信号メモリ121は、送信信号 $x(t)$ のレベル又はパワーに対応した歪補償係数を格納し、送信信号 $x(t)$ と増幅出力信号との差分 $e(t)$ を歪補償信号生成部122に入力して歪補償信号を生成し、歪補償信号メモリ121の歪補償係数を更新する。

【0011】又図24に示すリニアライザ(歪補償装置)の構成は、特開平9-69733号公報に於いて提案されている。同図に於いて、130は乗算器、131は歪補償テーブル、132は電力算出部($|x(t)|^2$)、133は電力増幅器、134は減算器、135は複素数変換部(conj)、136~138は乗算器、139は加算器、140は方向性結合器を示す。又 $f(p)$ は電力増幅器133の歪関数、 $x(t)$ は送信信号、 $e(t)$ は送信信号と増幅出力信号を方向性結合器140により一部分岐した信号との差分、 μ はステップサイズパラメータ、 $y(t)$ は電力増幅器133の出力信号を示す。

【0012】 $h(p)$ を歪補償テーブル131の歪補償係数、 x, y, f, h, u, e を複素数、 $*$ を共役複素数とすると、乗算器137は、 $h_{n-1}(p)$ と、電力増幅器133の出力信号 $y(t)$ を方向性結合器140により分岐して複素数変換部135により共役複素数に変換した $y^*(t)$ とを乗算して、 $u^*(t)$ を出力する。又乗算器136は、減算器134からの $e(t)$ と乗算器137からの $u^*(t)$ とを乗算し、乗算器138は、 μ と乗算器136からの $e(t) \cdot u^*(t)$ とを乗算し、加算器139は、 $h_{n-1}(p)$ と $\mu \cdot e(t) \cdot u^*(t)$ とを加算する。歪補償係数 $h_{n-1}(p)$ は、以下の数式により算出されて、歪補償テーブル131の更新が行われる。

【0013】

$$h_n(p) = h_{n-1}(p) + \mu \cdot e(t) \cdot u^*(t) \quad \dots (1)$$

$$e(t) = x(t) - y(t) \quad \dots (2)$$

$$u(t) = x(t) \cdot f(p) = h_{n-1}^*(p) \cdot y(t) \quad \dots (3)$$

$$h_{n-1}(p) \cdot h_{n-1}^*(p) = 1 \quad \dots (4)$$

$$y(t) = h_{n-1}(p) \cdot x(t) \cdot f(p) \quad \dots (5)$$

$$p = |x(t)|^2 \quad \dots (6)$$

32により算出された(6)式の値が、歪補償テーブル131のアドレスとなって、(1)式の結果で更新される。なお、(4)式の右辺は、電力増幅器133の振幅歪が小さくないと仮定して約1としたものである。又このような歪補償制御によって、電力増幅器133を非線形領域で動作させても、隣接帯域に対する漏洩電力を低減することができる。

【0015】

【発明が解決しようとする課題】前述の図24に示す構成に於いて、ステップサイズパラメータ μ は、予め固定的に設定されているものである。このステップサイズパラメータ μ を大きくすると、歪補償制御の収束は早くなる傾向を有するが、制御の安定度は劣化する問題がある。反対に、ステップサイズパラメータ μ を小さくすると、歪補償制御の収束は遅くなる問題がある。このように、ステップサイズパラメータ μ について、収束速度と安定度とのトレードオフにより定めることになる。即ち、ステップサイズパラメータ μ の設定を誤ると、歪補償制御の収束時間が長くなるか、又は不安定動作が生じる問題がある。本発明は、歪補償のステップサイズパラメータを適応的に制御し、高速収束化と安定化とを図ることを目的とする。

【0016】

【課題を解決するための手段】本発明の歪補償装置は、図1を参照して説明すると、送信信号 $x(t)$ を増幅する電力増幅器6の増幅出力信号の一部を方向性結合器7等を介して帰還し、送信信号 $x(t)$ との差の誤差信号 $e(t)$ と歪補償テーブル1からの歪補償信号とステップサイズパラメータとを基に算出した信号と、電力算出部11等による送信信号の電力とに対応した歪補償信号を前記歪補償テーブル1から読出して、乗算器2により送信信号に乘算して、電力増幅器6に入力する歪補償装置であって、増幅出力信号のスペクトラムを求める高速フーリエ変換部22と、算出したスペクトラムを基に隣接チャネル漏洩電力比を算出する漏洩電力比算出部(ACLR等算出部23)と、算出された隣接チャネル漏洩電力比と閾値とを比較して、ステップサイズパラメータを切替える調整部(μ 調整部24)とを含むステップサイズパラメータ制御部(μ 制御部21)を備えている。

【0017】又ステップサイズパラメータ制御部(μ 制御部21)は、隣接チャネル漏洩電力比に対応した閾値を出力する閾値生成部を有し、調整部(μ 調整部24)は、閾値生成部からの閾値と隣接チャネル漏洩電力比とを比較して、閾値に対応したステップサイズ μ を選択出力する構成とすることができる。又ステップサイズパラメータ制御部(μ 制御部21)は、高速フーリエ変換部22に於けるデータ数を、隣接チャネル漏洩電力比の値が大きい時に小さくするように制御するデータ数制御部を備えることができる。

【0018】又本発明の歪補償方法は、送信信号 x

(t)を増幅する電力増幅器6の増幅出力信号の一部を方向性結合器7等を介して帰還し、送信信号 $x(t)$ との差の誤差信号 $e(t)$ と歪補償テーブル1からの歪補償信号とステップサイズパラメータとを基に算出した信号と前記送信信号の電力とに対応した歪補償信号を前記歪補償テーブル1から読出して、送信信号 $x(t)$ に乘算して、電力増幅器6に入力する歪補償方法であって、

増幅出力信号のスペクトラムを求め、このスペクトラムを基に隣接チャネル漏洩電力比を算出し、この隣接チャネル漏洩電力比と閾値とを比較し、隣接チャネル漏洩電力比が閾値より小さくなった時に、ステップサイズパラメータを小さい値に切替える過程を含むものである。

【0019】又閾値を隣接チャネル漏洩電力比の値に対応して連続的又はステップ状に変更して、隣接チャネル漏洩電力比と比較し、ステップサイズパラメータの切替えを行う過程を含むことができる。

【0020】

【発明の実施の形態】図1は本発明の第1の実施の形態の説明図であり、1は歪補償テーブル、2は乗算器、3はDA変換器(DAC)、4は周波数変換部、5は局部発振器、6は電力増幅器、7は方向性結合器、8は周波数変換部、9は局部発振器、10はAD変換器(ADC)、11は電力算出部($|x(t)|^2$)、12は加算器、13~15は乗算器、16は減算器、17は複素数変換部(conjg)、18~20は遅延回路

(D)、21はステップサイズパラメータ制御部で、以下 μ 制御部と称する。又22は高速フーリエ変換部(FFT)、23は漏洩電力比算出部で、以下ACLR等算出部と称する。又24はステップサイズパラメータの調整を行う調整部で、以下 μ 調整部と称する。又25は閾値設定部を示す。以下ステップサイズパラメータとして μ を用いて説明する。なお、他の係数を用いることも可能である。

【0021】デジタルの送信信号 $x(t)$ を乗算器2に入力し、又遅延回路18を介して電力算出部11と、遅延回路20を介して減算器16とに入力する。そして、歪補償テーブル1からの歪補償係数 $h(p)$ (歪補償信号)を乗算器2に入力して、送信信号 $x(t)$ に乘算することによりプリディストーションを与え、DA変換器3によりアナログ信号に変換し、周波数変換部4により局部発振器5からの信号と混合して送信周波数の信号として、電力増幅器5により増幅し、図示を省略したアンテナから送信する。

【0022】又方向性結合器7により電力増幅器6の増幅出力信号の一部を帰還するもので、この帰還した増幅出力信号の一部を周波数変換部8により局部発振器9からの信号と混合して周波数変換し、AD変換器10によりデジタルの信号に変換し、信号 $r(t)$ として減算器16と、複素数変換部17と、 μ 制御部21とに入力する。

【0023】減算器16は、送信信号 $x(t)$ と、電力増幅器6による増幅出力信号を帰還した信号 $r(t)$ との差の誤差信号 $e(t)$ を求めるもので、遅延回路20は、AD変換器10等を含む帰還経路の遅延時間を補償する為のものである。又複素数変換部17による信号 $t(t)$ の共役複素信号 $t(t)^*$ と、歪補償テーブル1から時刻 $t-1$ (時刻 t に対して遅延回路19により遅

10

20

30

40

50

延)に於いて読出した歪補償係数 h_{t-1} (p) (歪補償信号)とを乗算器15により乗算し、この乗算出力信号と誤差信号 $e(t)$ とを乗算器14により乗算し、この乗算出力信号と、 μ 制御部21からのステップサイズパラメータ μ とを乗算器13により乗算する。そして、この乗算器13の乗算出力信号と、歪補償テーブル1から読出した前述の歪補償係数 h_{t-1} (p)とを加算器12により加算し、この加算出力信号と、電力算出部11からの送信電力とを基に、歪補償テーブル1をアクセスして、時刻 t に於ける歪補償係数 h_t (p)を乗算器2に

10 入力し、送信信号 $x(t)$ と乗算してプリディストーションを与え、電力増幅器6により増幅する。
 【0024】前述の歪補償テーブル1と乗算器2、13～15と、電力算出部11と、加算器12と、複素数変換部17とを含む構成は、図24に示すリニアライザと同様な機能を有するものであり、又遅延回路18、19は、遅延回路20と同様に、それぞれの時間を合わせる為のものである。又 μ 制御部21は、高速フーリエ変換部22と、ACLR等算出部23と、 μ 調整部24と、閾値設定部25とを含む構成を有し、高速フーリエ変換

20 部22により、AD変換器10によるデジタル信号の複数サンプリング・ポイント、例えば、1024のサンプリング・ポイントを蓄積して周波数軸上に変換する。それにより、例えば、図21に示すようなスペクトラムが得られる。この場合、所定の時間 t_a 毎に、1024ポイントの各ポイント毎の平均値を求めてフーリエ変換処理、或いは、フーリエ変換処理により求めたスペクトラムの平均化処理を行うことも可能である。
 【0025】ACLR等算出部23は、例えば、送信帯域が5MHzであるとすると、スペクトラムを基に中心

30 周波数の ± 2.5 MHzの範囲の電力 P_1 を求める。又この送信帯域より周波数が高い方の5 MHzの範囲の電力 P_{H1} と、更にそれより5 MHz高い範囲の電力 P_{H2} を算出する。又送信帯域より周波数が低い方の5 MHzの範囲の電力 P_{L1} と、更にそれより5 MHz低い範囲の電力 P_{L2} を算出する。このようにスペクトラムを基に隣接チャネル漏洩電力を算出して、正確なACLRを求める。この場合のACLRも、前述のように、 P_{H1} 又は P_{L1} のみを用いることも可能であり、又 P_{H1} と P_{L1} との平均値を基にACLRを求めることも可能である。又 P_{H2} 、 P_{L2} を含めてACLRを求めることも可能である。
 【0026】又 μ 調整部24は、ACLR等算出部23に於いて算出されたACLRと、閾値設定部25に設定されている閾値とを比較して、ステップサイズパラメータ μ の切替えを行うものである。即ち、ACLRが閾値より大きい時は、歪補償制御が収束してない時であるから、ステップサイズパラメータ μ を大きくし、ACLRが閾値より小さくなると、歪補償制御が収束したと判定して、ステップサイズパラメータ μ を小さくする。この

ステップサイズパラメータ μ は、例えば、 $\mu = 1/2^n$ (n は0を含む整数)とし、乗算器13はシフタとして構成して、ステップサイズパラメータ μ に従ったビットシフトを行う構成とすることができる。それにより、歪補償制御の収束の高速化と安定化とを図ることができる。

【0027】図2は本発明の第1の実施の形態の概要フローチャートを示すもので、高速フーリエ変換部(FFT)22に於いて、AD変換器10の出力を例えば1024ポイント蓄積し(A1)、FFT演算を行う(A2)。その結果のスペクトラムを基に或る時刻 t の隣接チャネル漏洩電力比ACLR t を算出する(A3)。このACLR t を基に μ 調整部24は、閾値設定部25に設定された閾値と比較してステップサイズパラメータ μ を制御する(A4)。

【0028】図3は本発明の第1の実施の形態のフローチャートであり、ステップサイズパラメータ μ を μ_1 と μ_2 ($\mu_1 > \mu_2$ の関係とする)とに切替える場合を示す。先ず、歪補償制御の開始時に、 μ 調整部24に於いてステップサイズパラメータ μ を μ_1 とし(B1)、高速フーリエ変換部22は、AD変換器10の出力を1024ポイント蓄積し(B2)、FFT演算を行う(B3)。このFFT演算結果のスペクトラムを基にACLR等算出部23に於いてACLR t を算出し(B4)、 μ 調整部24に於いて、このACLR t と、閾値設定部25からの閾値ACLR t_h とを比較する(B5)。

【0029】算出したACLR t が閾値ACLR t_h より大きいと、ステップサイズパラメータ μ は、 μ_1 のままで、ステップ(B2)～(B5)を繰り返す。そして、算出したACLR t が閾値ACLR t_h より小さくなると、歪補償制御は収束に向かったと判定して、ステップサイズパラメータ μ を μ_2 に切替える(B6)。そして、ステップ(B2)～(B4)と同様なステップ(B7)～(B9)を繰り返して、歪補償制御を継続する。従って、ステップサイズパラメータ μ_1 により歪補償制御の収束を高速化し、ステップサイズパラメータ μ_2 により安定な歪補償制御が可能となる。

【0030】図4は本発明の第2の実施の形態の説明図であり、図1と同一符号は同一部分を示す。従って、同一機能部分についての重複した説明は省略する。又26は閾値生成部であり、この閾値生成部26は、閾値をACLRの関数として生成する機能を有する関数発生器又は算出したACLRをアドレスとして閾値を読出すテーブルとすることができる。それにより μ 調整部24は、算出されたACLRの値に対応した複数種類のステップサイズパラメータ μ の一つを選択して、乗算器13に加えることができる。

【0031】図5は本発明の第2の実施の形態のフローチャートであり、ステップサイズパラメータ μ を初期値とする($\mu = \mu_{ini}$) (C1)。この初期値は、ステ

ップサイズパラメータ μ の最大値とすることができる。そして、AD変換器10からのデジタル信号について、高速フーリエ変換部22に於いて1024ポイント分を蓄積し(C2)、FFT演算を行う(C3)。ACLR等算出部23は、FFT演算により求めたスペクトラムを基にACLR t を算出し(C4)、 μ 調整部24は、算出したACLR t に対応した閾値ACLR t_h と比較し、算出したACLR t が閾値ACLR t_h より小さくなると、ステップサイズパラメータ μ を関数F(ACLR)に従った値として、乗算器13に入力する。

【0032】このステップサイズパラメータ μ を関数F(ACLR)に従って切替える為の一例の関数を図6に示す。例えば、閾値を $t_{h1} > t_{h2} > t_{h3}$ とし、ステップサイズパラメータ μ を、 $\mu_1 > \mu_2 > \mu_3 > \mu_4$ として、初期状態では、 $\mu_{ini} = \mu_1$ とする。即ち、閾値生成部26は、ACLR t に対応した閾値 t_{h1} 、 t_{h2} 、 t_{h3} を μ 調整部24に加えることになる。又初期状態の時点では、ACLR $t > t_{h1}$ となるから、 μ 調整部24は、初期値 μ_{ini} とした最も大きいステップサイズパラメータ μ_1 を選択して乗算器13に入力する。

【0033】歪補償制御が進行して、ACLR t が閾値 t_{h1} より小さくなり、 $t_{h1} > ACLR_t > t_{h2}$ の関係の場合、 μ 調整部24は、 μ_1 から μ_2 に切替える。更にACLR t が小さくなって、 $t_{h2} > ACLR_t > t_{h3}$ の関係となると、 μ 調整部24は、 μ_2 から μ_3 に切替える。更にACLR t が小さくなって、 $t_{h3} > ACLR_t$ となると、 μ 調整部24は、 μ_3 から μ_4 に切替える。このような状態を歪補償制御が収束した状態と判定することもできる。

【0034】又ステップサイズパラメータ μ を、 μ_1 、 μ_2 、 μ_3 、 μ_4 のように、4種類とした場合を示すが、更に多種類として切替える構成とすることも可能である。又ステップサイズパラメータ μ をステップ状に切替える場合のみでなく、ACLR t の大きさに対応して、直線状又は曲線状にステップサイズパラメータ μ を選択する構成とすることも可能である。このように、ステップサイズパラメータ μ を歪補償制御の収束過程に従って順次切替えることにより、収束の高速化と共に安定化を図ることができる。

【0035】図7は本発明の第3の実施の形態の説明図であり、図1及び図4と同一符号は同一部分を示し、同一機能部分の重複する説明は省略する。この実施の形態は、 μ 制御部21に、閾値設定部32と共に初期値設定部31を設ける。この初期値設定部31は、所望の送信電力値が変更になると、ステップサイズパラメータ μ を初期値とする為のものである。即ち、送信電力制御に於いて、チャンネル数等に対応した送信電力値を上位レイヤから指示されることになるから、初期値設定部31は、その送信電力値の変更があれば、ステップサイズパ

ラメータ μ を初期値に戻して、歪補償制御を再開させるものである。又閾値設定部32は、前述の各実施の形態に於ける閾値設定部や閾値生成部等の機能と同一とすることができる。

【0036】図8は本発明の第3の実施の形態のフローチャートを示し、所望送信電力値、即ち、送信電力確定 p とすると(D1)、初期値設定部31に於いてステップサイズパラメータ μ の初期値 $\mu = \mu_{ini}(p)$ を設定し(D2)、 μ 調整部24に於けるステップサイズパラメータ μ の制御を行わせる。又高速フーリエ変換部22に於いてAD変換器10の出力を1024ポイント蓄積し(D3)、高速フーリエ変換演算を行い(D4)、ACLR等算出部23に於いてACLR t を算出し(D5)、 μ 調整部24は、閾値設定部32からの閾値ACLR t_h と算出したACLR t とを比較し(D6)、ACLR t が閾値より小さくなると、ステップサイズパラメータ μ を、例えば、関数F(ACLR)に従って変更し(D7)、初期値 $\mu = \mu_{ini}(p)$ から変更した $\mu = F(ACLR)$ を乗算器13に加えることになる。

【0037】図9は本発明の第4の実施の形態の説明図であり、図1、図4及び図7と同一符号は同一部分を示し、同一機能部分の重複した説明は省略する。この実施の形態は、所望の送信電力値を μ 調整部24に入力し、又関数生成部33から、送信電力値と、ACLR等算出部23からのACLR t とに対応した閾値を生成して μ 調整部24に入力する。

【0038】図10は本発明の第4の実施の形態のフローチャートであり、ステップサイズパラメータ μ の初期値 $\mu = \mu_{ini}$ を設定し(E1)、高速フーリエ変換部22は、AD変換器10の出力を1024ポイント蓄積し(E2)、高速フーリエ変換演算を行い(E3)、ACLR等算出部24はACLR t を算出する(E4)。 μ 調整部24は、算出したACLR t と閾値ACLR t_h とを比較し(E5)、ACLR t が小さくなると、ステップサイズパラメータ μ の変更を $\mu F(ACLR, P)$ として示すように、ACLR t と所望送信電力値 P とに対応したステップサイズパラメータ μ とする(E6)。即ち、閾値ACLR t_h を、算出したACLR t と、指示された所望送信電力値 P とに対応して関数生成部33から μ 調整部24に入力するから、ステップサイズパラメータ μ を、ACLR t と所望送信電力値 P との関数として制御することができる。

【0039】図11は μ とACLRとの関係の説明図であり、送信電力 $P = P_a$ [dBm]と、それより低い送信電力 $P = P_b$ [dBm]とについて、実線と点線とにより、ACLRと μ との関係の一例を示すもので、歪補償制御の開始時点では、ACLRは大きい値となる。しかし、所望の送信電力が小さい場合は、送信電力が大きい場合に比較して電力増幅器6は歪の少ない領域で動作することになる。従って、点線で示すように、ステップ

サイズパラメータ μ の初期値を小さくして歪補償制御を開始させる。それにより、収束を高速化することができる。この場合のステップサイズパラメータ μ は、4種類を選択する場合を示すが、更に多種類とすることも可能であり、又直線状又は曲線状に変化させる制御も可能である。

【0040】図12は本発明の第5の実施の形態の説明図であり、前述の各実施の形態に於ける符号と同一符号は同一部分を示し、同一の機能部分の重複した説明は省略する。この実施の形態は、高速フーリエ変換するデータ数 N を、歪補償制御の開始時点は少なくし、収束方向に向かって多くする制御を、データ数制御部34によって行うものである。

【0041】図13は本発明の第5の実施の形態のフローチャートであり、データ数制御部34は、高速フーリエ変換部22に於いて演算する為のデータ数 N を例えば32等の最小値を初期値とする($N=N_{ini}$) (F1)。高速フーリエ変換部22は、AD変換器10の出力の N ポイント分を蓄積し(F2)、FFT演算を行う(F3)。データ数 N が小さい値であるから、FFT演算を高速で実行することができる。

【0042】ACLR等算出部23は、FFT演算結果を基にACLR t を算出し(F4)、データ数制御部34は、算出したACLR t と閾値 t_h とを比較し(F5)、ACLR t が小さくなると、データ数 N を大きい値に変更する(F6)。この場合、関数 $F(ACLR)$ としてデータ数 N を変更する場合を示す。

【0043】このデータ数 N とACLRとの関係は、例えば、図14に示すように制御することができる。即ち、ACLRが -10 [dB]程度の悪い値の場合に、FFT演算の為のデータ数 N を $N_{ini}=32$ とし、ACLRが -20 [dB]程度となると、データ数 $N=64$ とし、ACLRが -30 [dB]程度となると、データ数 $N=512$ とし、ACLRが -40 [dB]程度となると、データ数 $N=1024$ とすることができる。なお、更に多数のデータ数を用いることも可能である。なお、ACLRの値は前述の実施の形態に限定されるものではない。

【0044】図15は本発明の第6の実施の形態の説明図であり、図9と同一符号は同一部分を示し、前述の各実施の形態と同一の機能部分の重複した説明は省略する。この実施の形態は、間欠動作制御部40を設けて、 μ 制御部21を間欠動作させる場合を示すもので、 μ 制御部21は、前述の各実施の形態の構成を適用することができる。

【0045】図16は本発明の第6の実施の形態のフローチャートであり、ステップ(G1)～(G6)は、図10に示す実施の形態のステップ(E1)～(E6)と同一である。又ステップ(G2)～(G6)は、 μ 制御部21の動作を示し、これを間欠動作制御部40によ

て間欠動作させる。即ち、ステップサイズパラメータ μ を変更するか否かの制御のみを間欠動作させ、消費電力の低減を図るものである。なお、この間欠動作は、歪補償制御の開始時点では連続動作とし、収束した後に行うように制御することも可能である。

【0046】図17は本発明の第7の実施の形態の説明図であり、前述の各実施の形態の符号と同一符号は同一部分を示し、同一の機能部分の重複した説明は省略する。この実施の形態は、複数チャネルの送信信号 $x_1(t)$, $x_2(t)$, $x_3(t)$, $x_4(t)$ を電力増幅器6により増幅して送信する場合を示す。なお、送信周波数に変調する手段、及び方向性結合器7を介して増幅出力信号の一部を帰還し、中間周波数に変換する手段の図示を省略している。

【0047】又図17に於いて、51、52は第1、第2の合成部、53はDA変換器(DAC)、54はローパスフィルタ(LPF)、55は加算器、56はDA変換器(DAC)、57はローパスフィルタ(LPF)、58はアッテネータ(ATT)、59は加算器を示し、又所望送信電力値を μ 調整部24に入力し、又周波数チャネル情報を μ 調整部24とACLR等算出部23とに入力する。

【0048】送信信号 $x_1(t)$, $x_2(t)$, $x_3(t)$, $x_4(t)$ を4キャリアとして送信する場合に、第1の合成部51により合成した送信信号をDA変換器53によりアナログ信号に変換し、ローパスフィルタ54により不要帯域成分を削除し、加算器59に於いてレベルを調整したプリディストーション用の信号と加算して電力増幅器6に入力する。電力増幅器6は、4キャリア分の送信信号を増幅して図示を省略したアンテナから送信する。又方向性結合器7により一部を分岐し、AD変換器10に入力してデジタル信号に変換する。

【0049】又第2の合成部52により合成した送信信号を用いて歪補償信号を生成するもので、前述のリニアライザとして説明したように、乗算器2からプリディストーションを与えた送信信号が出力される。この送信信号と、合成部52により合成された送信信号との差分を加算器55により求めると、歪補償成分の信号のみが出力される。この歪補償信号をDA変換器56によりアナログ信号に変換し、ローパスフィルタ57により不要帯域成分を除去し、アッテネータ58により所望のレベルに減衰させて加算器59に入力する。それにより、ローパスフィルタ54を介した送信信号に対してプリディストーションを与えて、電力増幅器6に入力することができる。

【0050】又AD変換器10によりデジタル信号に変換して、歪補償信号を形成する為に、減算器16と複素数変換部17とに入力する。又 μ 制御部21の高速フーリエ変換部22は、例えば、1024ポイントのデジタル信号を基にフーリエ変換して、送信信号のスペク

トラムを求め、ACLR等算出部23に於いて正確な隣接チャネル漏洩電力比を求め、これを基にステップサイズパラメータ μ を制御する。このようなステップサイズパラメータ μ の制御は、前述の各実施の形態と同様である。なお、第1の合成部51により合成した送信信号と、第2の合成部52により合成した送信信号とを分けて、加算器55により歪補償信号を出力し、加算器59に於いて、第1の合成部51により合成した送信信号に歪補償信号を加算する構成としたことにより、複数キャリアの歪補償による電力増幅を効率良く実行することができる。

【0051】前述の4キャリアによる送信信号 $x_1(t) \sim x_4(t)$ を電力増幅器6により増幅して送信する場合、増幅出力信号の一部を帰還してDA変換し、高速フーリエ変換部22に於いてフーリエ変換処理することにより、例えば、図18に示すようなスペクトラムが得られる。各キャリア毎の電力を P_1, P_2, P_3, P_4 、送信帯域より周波数の低い方の隣接チャネルの漏洩電力を P_{11} 、更に低い方のチャネルの漏洩電力を P_{12} として示し、同様に、送信帯域より周波数の高い方の隣接チャネルの漏洩電力を P_{41} 、更に高い方のチャネルの漏洩電力を P_{42} として示す。

【0052】ACLR等算出部23は、周波数チャネル情報等を基に、スペクトラムから送信チャネルを判断し、例えば、時刻 t に於ける隣接チャネル漏洩電力比 $ACLR_{11}t, ACLR_{12}t$ とを、 $ACLR_{11}t = P_{11}/P_1, ACLR_{12}t = P_{12}/P_1$ として算出する。同様に、 $ACLR_{41}t = P_{41}/P_4, ACLR_{42}t = P_{42}/P_4$ として算出する。そして、 μ 調整部24は、ステップサイズパラメータ μ を制御する為に、送信帯域より周波数が低い方の隣接チャネル漏洩電力比のみ、或いは高い方の隣接チャネル漏洩電力比のみを用いることも可能であり、又 $ACLR_{11}t$ と $ACLR_{41}t$ との平均値と、 $ACLR_{12}t$ と $ACLR_{42}t$ との平均値を用いることも可能である。又例えば、 $ACLR_{11}t$ と $ACLR_{12}t$ とに対してそれぞれの重み付けを行って制御することも可能である。

【0053】又 μ 調整部24は、所望の送信電力値を基にステップサイズパラメータ μ の初期値を出力して乗算器13に入力し、歪補償制御の進行状況に応じてステップサイズパラメータ μ の切替えを行い、又送信電力値の変更毎に、ステップサイズパラメータ μ を初期値に戻して、歪補償制御を再開させることができる。又閾値生成部33は、前述のように、テーブル又は関数発生器等により構成し、現在時刻 t に於いて算出した $ACLR_t$ を基に、閾値を変更し、 μ 調整部24は、この閾値と $ACLR_t$ とを比較して、ステップサイズパラメータ μ を切替える。

【0054】本発明は、前述の各実施の形態のみに限定されるものではなく、種々付加変更することが可能であ

る。例えば、各実施の形態の遅延回路18～20の遅延時間を制御可能とすることもできる。又ステップサイズパラメータは、通常 μ として使用されているパラメータ以外の他のパラメータを用いることも可能である。

【0055】(付記1)送信信号を増幅する電力増幅器の増幅出力信号の一部を帰還して、前記送信信号との差の誤差信号と歪補償テーブルからの歪補償信号とステップサイズパラメータとを基に算出した信号と、前記送信信号の電力とに対応した歪補償信号を前記歪補償テーブルから読出して、前記送信信号に乗算して、前記電力増幅器に入力する歪補償装置に於いて、前記増幅出力信号のスペクトラムを求める高速フーリエ変換部と、前記スペクトラムを基に隣接チャネル漏洩電力比を算出するACLR等算出部と、算出された前記隣接チャネル漏洩電力比と閾値とを比較して前記ステップサイズパラメータを切替える μ 調整部とを含む μ 制御部を備えたことを特徴とする歪補償装置。

【0056】(付記2)前記 μ 制御部は、前記隣接チャネル漏洩電力比に対応した閾値を出力する閾値生成部を有し、前記 μ 調整部は、前記閾値生成部からの前記閾値と前記隣接チャネル漏洩電力比とを比較して、前記閾値に対応した前記ステップサイズを選択出力する構成を有することを特徴とする付記1記載の歪補償装置。

(付記3)前記 μ 制御部の前記 μ 調整部は、所望送信電力値に対応したステップサイズパラメータの初期値を選択出力する構成を有することを特徴とする付記1記載の歪補償装置。

(付記4)前記閾値生成部は、所望送信電力値と隣接チャネル漏洩電力比とを変数として前記ステップサイズパラメータを出力する構成を有することを特徴とする付記1又は2又は3記載の歪補償装置。

(付記5)前記 μ 制御部は、前記高速フーリエ変換部に於いて蓄積してフーリエ変換するデータ数を、隣接チャネル漏洩電力比が大きい時に小さい値とし、隣接チャネル漏洩電力比が小さい時に大きい値に変更するデータ数制御部を備えたことを特徴とする付記1乃至4の何れかに記載の歪補償装置。

(付記6)前記 μ 制御部を間欠動作させる間欠動作制御部を設けたことを特徴とする付記1乃至4の何れかに記載の歪補償装置。

【0057】(付記7)複数キャリアの送信信号を第1の合成部により合成して増幅する電力増幅器の増幅出力信号の一部を帰還して、前記複数キャリアの送信信号を第2の合成部により合成した送信信号との差の誤差信号と歪補償テーブルからの歪補償信号とステップサイズパラメータとを基に算出した信号と、前記第2の合成部により合成した送信信号の電力とに対応した歪補償信号を前記歪補償テーブルから読出して前記送信信号に乗算し、該乗算出力信号と前記第2の合成部により合成した送信信号との差を補償信号として、前記第1の合成部に

より合成した送信信号に加算して前記電力増幅器に入力する歪補償装置に於いて、前記増幅出力信号のスペクトラムを求める高速フーリエ変換部と、前記スペクトラムを基に隣接チャネル漏洩電力比を算出する A C L R 等算出部と、算出された前記隣接チャネル漏洩電力比と閾値とを比較して前記ステップサイズパラメータを切替える μ 調整部とを含む μ 制御部を備えたことを特徴とする歪補償装置。

【0058】（付記 8）送信信号を増幅する電力増幅器の増幅出力信号の一部を帰還して、前記送信信号との差の誤差信号と歪補償テーブルからの歪補償信号とステップサイズパラメータとを基に算出した信号と前記送信信号の電力とに対応した歪補償信号を前記歪補償テーブルから読出して、前記送信信号に乗算して、前記電力増幅器に入力する歪補償方法に於いて、前記増幅出力信号のスペクトラムを求め、該スペクトラムを基に隣接チャネル漏洩電力比を算出し、該隣接チャネル漏洩電力比と閾値とを比較し、該隣接チャネル漏洩電力比が閾値により小さくなった時に前記ステップサイズパラメータを小さい値に切替える過程を含むことを特徴とする歪補償方法。

（付記 9）前記閾値を前記隣接チャネル漏洩電力比の値に対応して連続的又はステップ状に変更して、前記隣接チャネル漏洩電力比と比較して、前記ステップサイズパラメータの切替えを行う過程を含むことを特徴とする付記 8 記載の歪補償方法。

【0059】（付記 10）所望の送信電力値に対応した値を前記ステップサイズパラメータの初期値として歪補償制御を開始させる過程を含むことを特徴とする付記 8 又は 9 記載の歪補償方法。

（付記 11）前記隣接チャネル漏洩電力比と比較する閾値を、前記隣接チャネル漏洩電力比と所望電力値とを変数として生成する過程を含むことを特徴とする付記 8 又は 9 又は 10 記載の歪補償方法。

（付記 12）前記増幅出力信号のスペクトラムを求める為のフーリエ変換に用いるデータ数を、隣接チャネル漏洩電力比が大きい時に小さい値とし、隣接チャネル漏洩電力比が小さい時に大きい値に変更して、隣接チャネル漏洩電力比を算出する為のフーリエ変換処理を行う過程を含むことを特徴とする付記 8 乃至 11 の何れかに記載の歪補償方法。

（付記 13）前記ステップサイズパラメータを求める処理を、所定の時間間隔で間欠的に実行する過程を含むことを特徴とする付記 8 乃至 12 の何れかに記載の歪補償方法。

【0060】（付記 14）複数キャリアの送信信号を第 1 の合成部により合成して増幅する電力増幅器の増幅出力信号の一部を帰還して、前記複数キャリアの送信信号を第 2 の合成部により合成した送信信号との差の誤差信号と歪補償テーブルからの歪補償信号とステップサイズ

パラメータとを基に算出した信号と、前記第 2 の合成部により合成した送信信号の電力とに対応した歪補償信号を前記歪補償テーブルから読出して前記送信信号に乗算し、該乗算出力信号と前記第 2 の合成部により合成した送信信号との差を補償信号として、前記第 1 の合成部により合成した送信信号に加算して前記電力増幅器に入力し、該電力増幅器の歪を補償する歪補償方法に於いて、前記増幅出力信号のスペクトラムを求め、該スペクトラムを基に隣接チャネル漏洩電力比を算出し、算出された前記隣接チャネル漏洩電力比と閾値とを比較して、前記ステップサイズパラメータを切替える過程を含むことを特徴とする歪補償方法。

【0061】

【発明の効果】以上説明したように、本発明は、歪補償制御に於けるステップサイズパラメータ (μ) を、時刻 t に於いて算出した漏洩電力比 (A C L R t) と閾値とを比較して切替えるものであり、歪補償制御の開始初期には、ステップサイズパラメータ (μ) の値を大きくして、収束の高速化を図り、収束後は、ステップサイズパラメータ (μ) の値を小さくして、安定化を図ることができる。又所望の送信電力値に対応したステップサイズパラメータ (μ) の初期値を設定することにより、送信電力値が小さい場合の歪補償制御の収束を高速化することができる。又漏洩電力比 (A C L R t) と比較する閾値を、漏洩電力比 (A C L R t) に対応した値、更には、送信電力値に対応した値とすることより、ステップサイズパラメータ (μ) を、歪補償制御の進行状況に対応して適応的に変更することができるから、高速に且つ安定に収束状態に向かって制御することができる利点がある。

【図面の簡単な説明】

【図 1】本発明の第 1 の実施の形態の説明図である。

【図 2】本発明の第 1 の実施の形態の概要フローチャートである。

【図 3】本発明の第 1 の実施の形態のフローチャートである。

【図 4】本発明の第 2 の実施の形態の説明図である。

【図 5】本発明の第 2 の実施の形態のフローチャートである。

【図 6】 μ と関数との説明図である。

【図 7】本発明の第 3 の実施の形態の説明図である。

【図 8】本発明の第 3 の実施の形態のフローチャートである。

【図 9】本発明の第 4 の実施の形態の説明図である。

【図 10】本発明の第 4 の実施の形態のフローチャートである。

【図 11】 μ と A C L R との関係の説明図である。

【図 12】本発明の第 5 の実施の形態の説明図である。

【図 13】本発明の第 5 の実施の形態のフローチャートである。

【図 14】FFT 演算のデータ数と ACLR との関係の説明図である。

【図 15】本発明の第 6 の実施の形態の説明図である。

【図 16】本発明の第 6 の実施の形態のフローチャートである。

【図 17】本発明の第 7 の実施の形態の説明図である。

【図 18】4 キャリアのスペクトラムの説明図である。

【図 19】電力増幅器の特性説明図である。

【図 20】隣接チャネル漏洩電力と歪補償との説明図である。

【図 21】ACLR の説明図である。

【図 22】リニアライザの基本構成説明図である。

【図 23】リニアライザの説明図である。

【図 24】リニアライザの説明図である。

【符号の説明】

1 歪補償テーブル

2 乗算器

3 DA 変換器 (DAC)

6 電力増幅器

7 方向性結合器

10 AD 変換器 (ADC)

11 電力算出部

12 加算器

13~15 乗算器

16 減算器

10 17 複素数変換部 (conj)

18~20 遅延回路 (D)

21 μ 制御部

22 高速フーリエ変換部 (FFT)

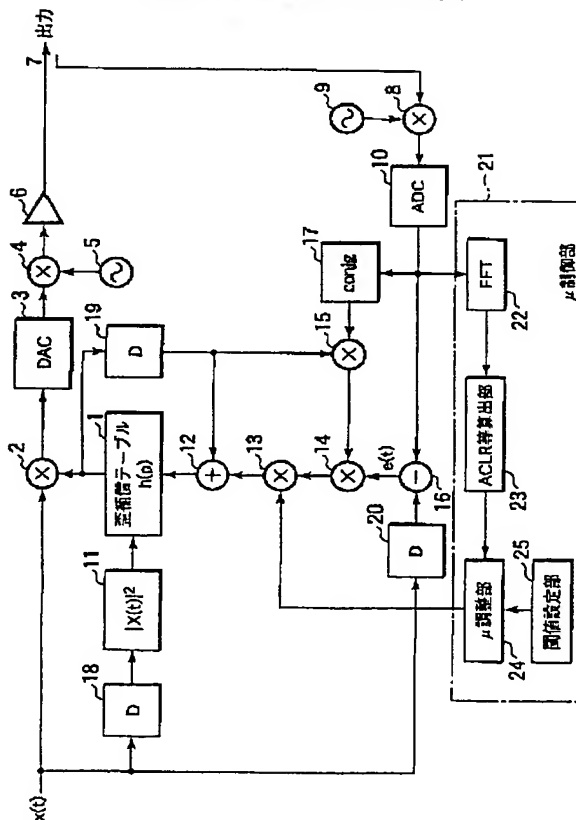
23 ACLR 等算出部

24 μ 調整部

25 閾値設定部

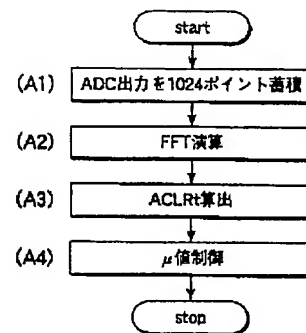
【図 1】

本発明の第 1 の実施の形態の説明図



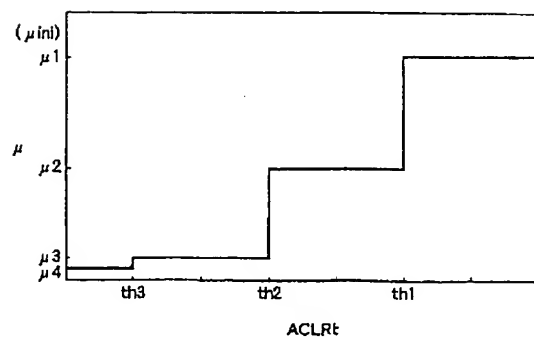
【図 2】

本発明の第 1 の実施の形態の概要フローチャート



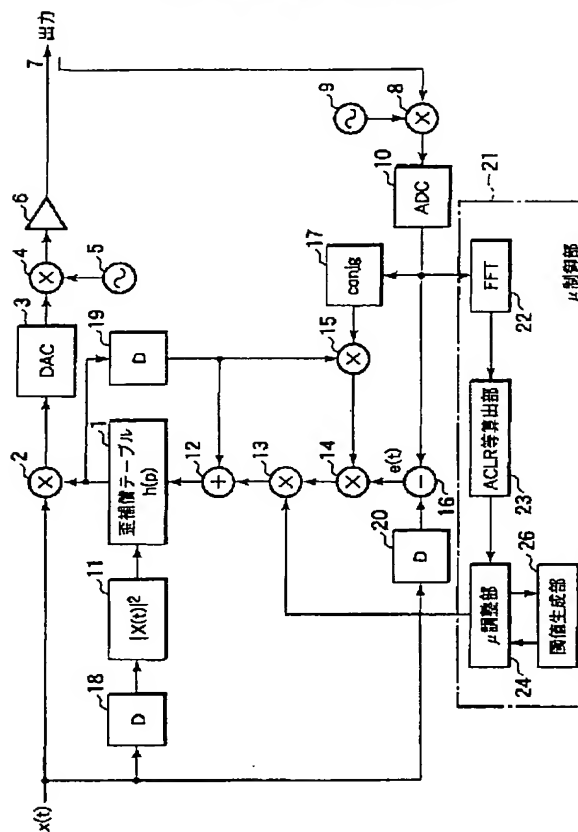
【図 6】

μ と関数との説明図

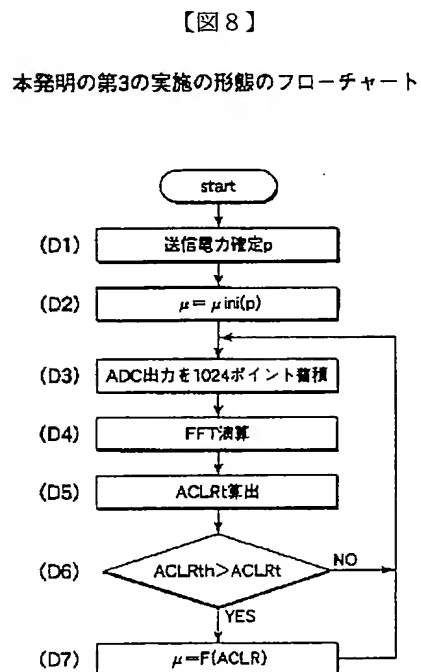


【図 4】

本発明の第2の実施の形態の説明図

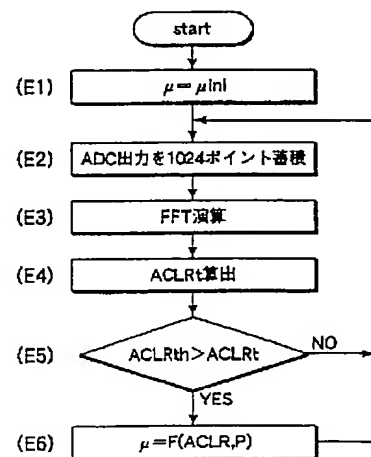


本発明の第2の実施の形態のフローチャート



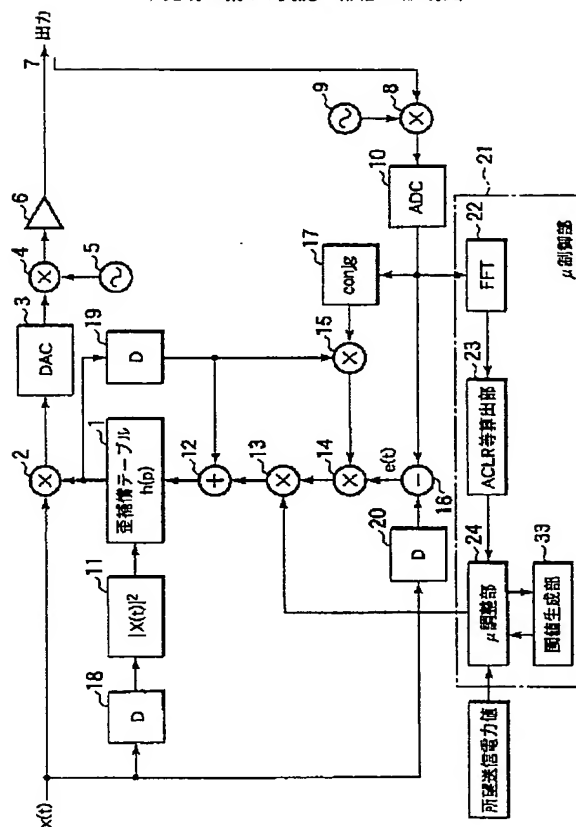
【图 10】

本発明の第4の実施の形態のフローチャート



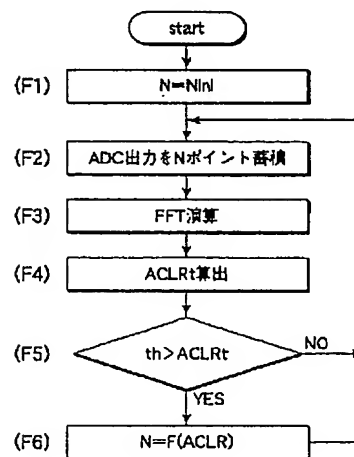
【図 9】

本発明の第4の実施の形態の説明図



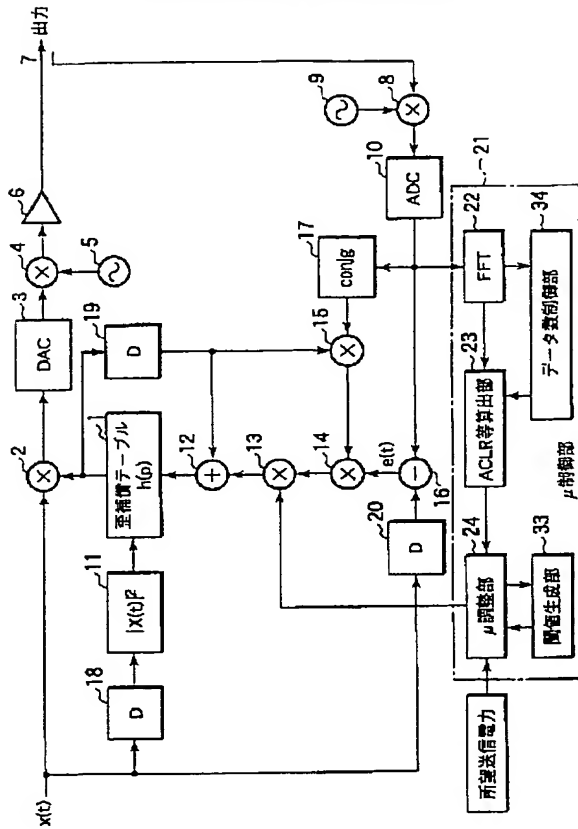
【图 1 3】

本発明の第5の実施の形態のフローチャート



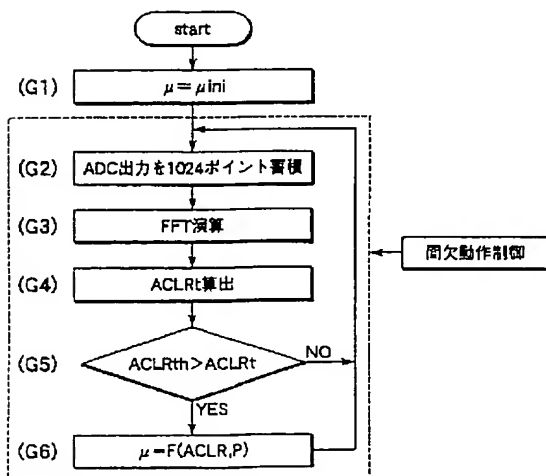
【図 12】

本発明の第5の実施の形態の説明図



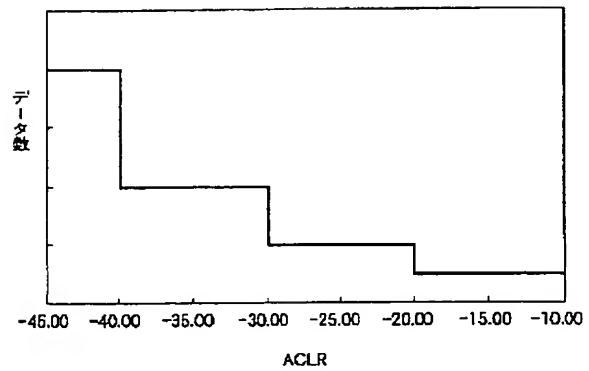
【图 16】

本発明の第6の実施の形態のフローチャート



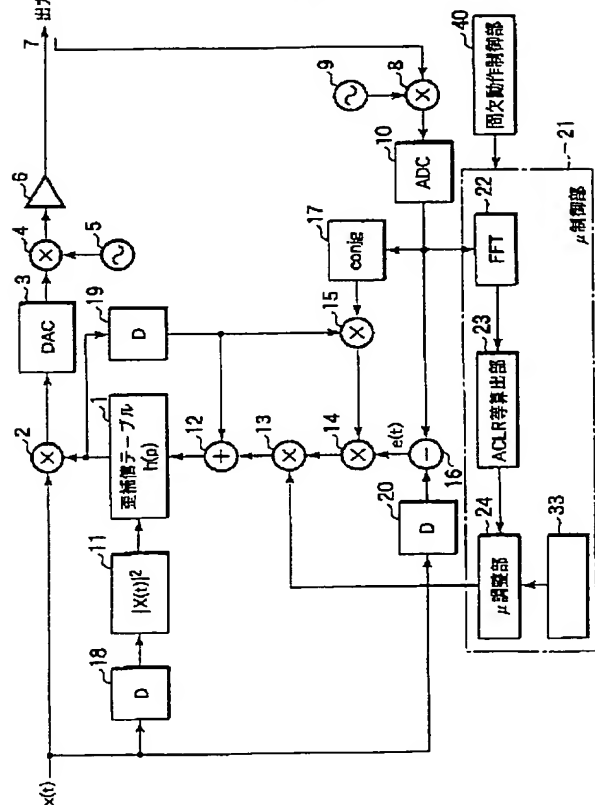
【図 1 4】

FFT演算のデータ数とACLRとの関係の説明図

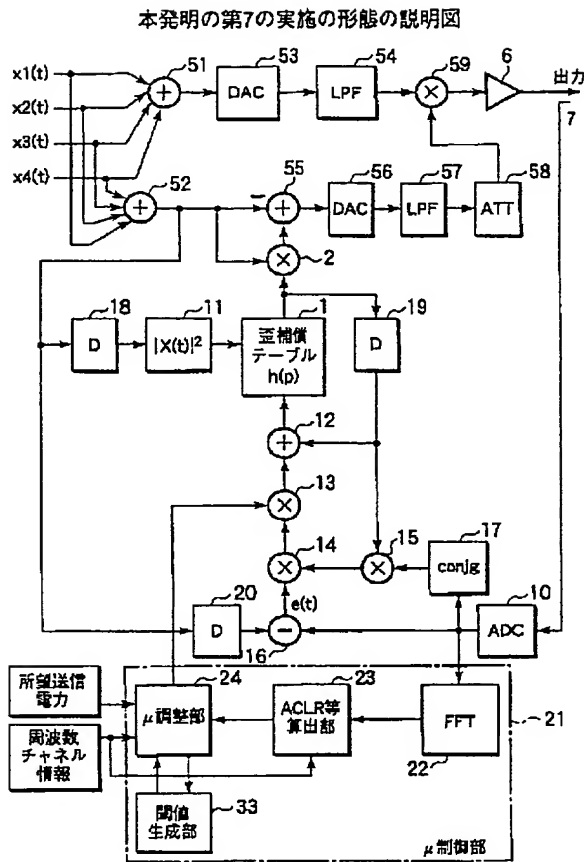


【图 15】

本発明の第6の実施の形態の説明図

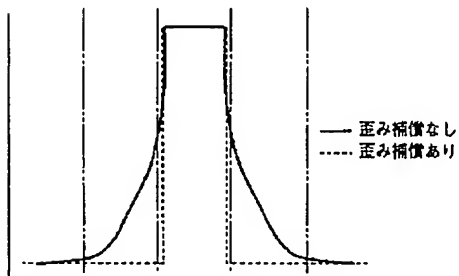


【図17】



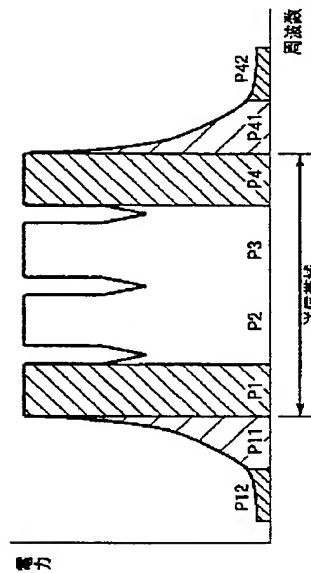
【図20】

隣接チャネル漏洩電力と歪み補償との説明図



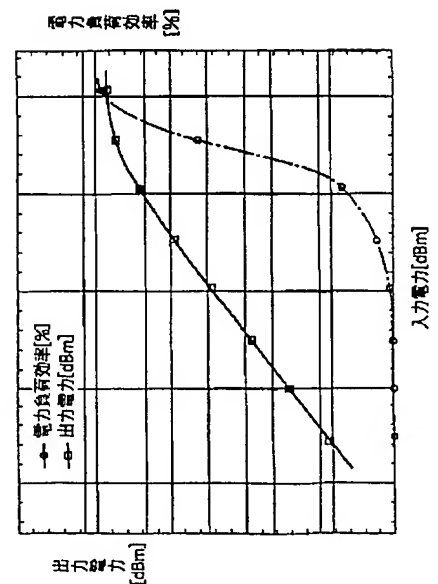
【図18】

4キャリアのスペクトラムの説明図



【図19】

電力増幅器の特性説明図



(72) 発明者 石川 広吉
神奈川県川崎市中原区上小田中 4 丁目 1 番
1 号 富士通株式会社内

F ターム(参考) 5J090 AA01 AA41 CA21 CA65 FA18
GN02 GN04 KA00 KA15 KA23
KA26 KA32 KA33 KA34 KA42
KA68 MA11 SA14 TA01 TA02
TA03 TA07
5J091 AA01 AA41 CA21 CA65 FA18
KA00 KA15 KA23 KA26 KA32
KA33 KA34 KA42 KA68 MA11
SA14 TA01 TA02 TA03 TA07
5J500 AA01 AA41 AC21 AC65 AF18
AK00 AK15 AK23 AK26 AK32
AK33 AK34 AK42 AK68 AM11
AS14 AT01 AT02 AT03 AT07
5K060 BB07 CC04 DD04 HH06 LL01